



PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **2000284047 A**(43) Date of publication of application: **13.10.00**

(51) Int. Cl.

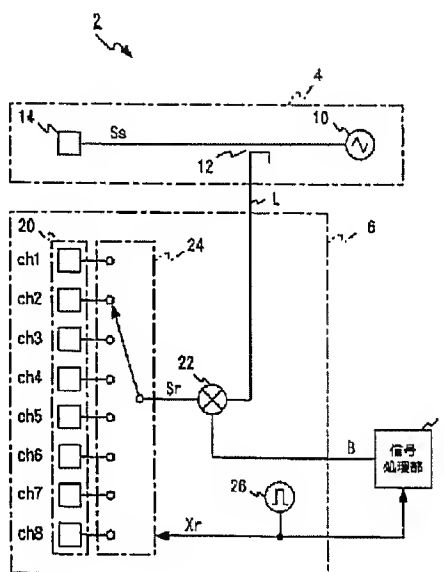
G01S 13/34(21) Application number: **11092541**(22) Date of filing: **31.03.99**(71) Applicant: **DENSO CORP**(72) Inventor: **MATSUGAYA KAZUOKI
HAZUMI HIROSHI**(54) **RADAR SYSTEM**

(57) Abstract

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a radar system capable of obtaining high-accuracy azimuth information in a short time and allowing the size to be reduced.

SOLUTION: A receiver section 6 for receiving reflected waves of a frequency-modulated radar wave for FMCW comprises a receive switch 24 for alternatively selecting any of a plurality of receiving antennas 20 according to a select signal X_r , and all the receive antennas 20 commonly use a receiver 22 in time sharing for mixing a local signal L with a received signal S_r to generate a beat signal B . When the switch 24 is operated to switch over in a period shorter enough than the frequency variation period of the radar wave, a signal processor 8 detects a beat signal based on a signal received by each receive antenna 20, this enabling the azimuth detection utilizing the phase of different beat signals between the receive antennas 20.

COPYRIGHT: (C)2000,JPO



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2000-284047

(P2000-284047A)

(43) 公開日 平成12年10月13日 (2000. 10. 13)

(51) Int.Cl.⁷

G 0 1 S 13/34

識別記号

F I

G 0 1 S 13/34

テーマコード*(参考)

5 J 0 7 0

審査請求 未請求 請求項の数15 O L (全 18 頁)

(21) 出願番号 特願平11-92541

(22) 出願日 平成11年3月31日 (1999. 3. 31)

(71) 出願人 000004260

株式会社デンソー

愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地

(72) 発明者 松ヶ谷 和沖

愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会社
デンソー内

(72) 発明者 筈見 浩史

愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会
社デンソー内

(74) 代理人 100082500

弁理士 足立 勉

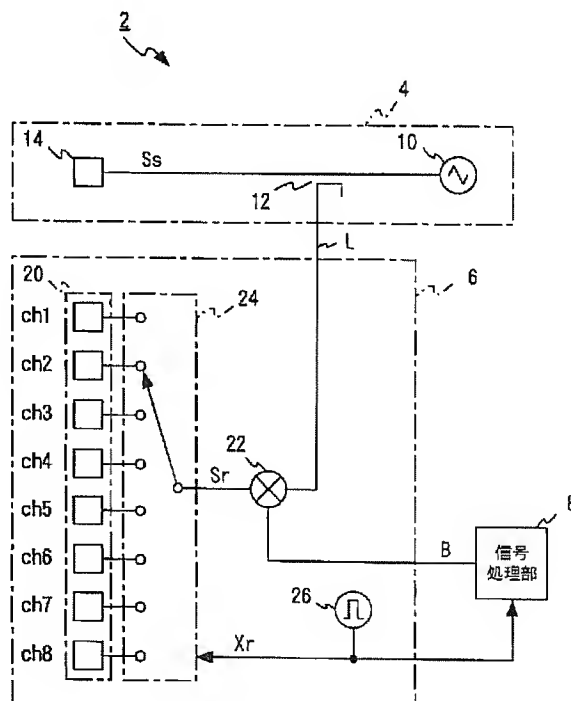
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 レーダ装置

(57) 【要約】

【課題】 高精度な方位情報を短時間で得ることができ、しかも小型化が可能なレーダ装置を提供する。

【解決手段】 FMCW用に周波数変調されたレーダ波の反射波を受信する受信部6は、複数の受信アンテナ20のいずれかを、選択信号X_rに従って択一的に選択する受信スイッチ24を備え、受信信号S_rにローカル信号Lを混合してビート信号Bを生成する受信器22を、全ての受信アンテナ20が時分割で共用する。受信スイッチ24を、レーダ波の周波数変動周期より十分に短い周期で切替動作させると、各受信アンテナ20からの受信信号に基づくビート信号は、信号処理部8にて、ほぼ同時点で検出されることになり、受信アンテナ20間で異なるビート信号の位相を利用した方位検出が可能となる。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 周波数が時間と共に周期的に変動する送信信号を生成し、該送信信号をレーダ波として送出する送信部と、

該送信部から送出され目標物体に反射したレーダ波を受信し、該レーダ波の受信信号、及び前記送信信号と同じ周波数を有するローカル信号に基づいて、ビート信号を生成する受信部と、

該受信部が生成するビート信号をサンプリングし、該ビート信号が有する周波数成分を分析する信号処理部と、
を備えたレーダ装置において、

前記受信部は、

複数の受信アンテナと、

該受信アンテナからの受信信号を前記ローカル信号と混合する受信器と、

前記受信アンテナのいずれかからの受信信号を択一的に前記受信器に供給する受信スイッチと、

該受信スイッチを、前記送信信号の周波数が変動する周期よりも短い周期で、前記受信器に前記受信信号を供給する受信アンテナが順次切り替わるよう制御する受信切替制御手段と、

を備えることを特徴とするレーダ装置。

【請求項 2】 前記受信アンテナは、いずれも、前記送信部から送出されるレーダ波のビーム範囲内の角度方向から到来するレーダ波を、すべて受信できるような指向性を有することを特徴とする請求項 1 記載のレーダ装置。

【請求項 3】 前記受信アンテナを複数の受信グループに分割し、

該受信グループ毎に、前記受信器、前記受信スイッチを
設け、

前記受信切替制御手段は、全ての受信側スイッチについて切替制御を行うことを特徴とする請求項 1 又は請求項 2 記載のレーダ装置。

【請求項 4】 前記受信アンテナは、一列に配置されていることを特徴とする請求項 1 ないし請求項 3 いずれか記載のレーダ装置。

【請求項 5】 請求項 4 記載のレーダ装置において、隣接する一対の受信アンテナの中心間の距離 d_w を、前記送信部から送出されるレーダ波のビーム幅を ϕ 、前記送信信号の平均波長を λ とした場合、

$$d_w \leq \lambda / \{ 2 \sin (\phi / 2) \}$$

に設定したことを特徴とするレーダ装置。

【請求項 6】 前記受信切替制御手段は、前記受信スイッチによって該受信スイッチの切替対象となる全ての受信アンテナが一通り選択されるスイッチの切替周期毎に、切替順を変更して前記受信スイッチの切替を行うことを特徴とする請求項 4 又は請求項 5 記載のレーダ装置。

【請求項 7】 請求項 4 ないし請求項 6 いずれか記載の

レーダ装置において、

前記信号処理部は、

前記受信部にて生成されるビート信号から、各受信アンテナからの受信信号にそれぞれ基づいて前記受信アンテナと同数のビート信号を再現するビート信号再現手段と、

該ビート信号再現手段にて再現された各ビート信号毎に周波数分析することにより、周波数成分毎の信号強度と位相を計算し、前記信号強度から前記目標物体の距離情報を求める距離情報算出手段と、

該距離情報算出手段にて算出された各ビート信号間で同一周波数を有する周波数成分を位相比較することにより、前記目標物体の方位情報を求める方位情報算出手段と、

を備えることを特徴とするレーダ装置。

【請求項 8】 請求項 7 記載のレーダ装置において、

前記ビート信号再現手段は、

前記受信部からのビート信号を、前記受信スイッチに同期してサンプリングするサンプリング手段と、

該サンプリング手段でのサンプリング値を、各受信アンテナからの受信信号に基づくビート信号毎に分離する分離手段と、を備えることを特徴とするレーダ装置。

【請求項 9】 請求項 7 記載のレーダ装置において、

前記ビート信号再現手段は、

前記受信スイッチと同期して動作し、前記受信部からのビート信号を、各受信アンテナからの受信信号にそれぞれ基づいた前記受信アンテナと同数の分離信号に分離する分離スイッチと、

該分離スイッチからの各分離信号を、それぞれサンプリングするサンプリング手段と、

を備えることを特徴とするレーダ装置。

【請求項 10】 請求項 7 記載のレーダ装置において、前記ビート信号再現手段は、

前記受信スイッチと同期して動作し、前記受信部からのビート信号を、各受信アンテナからの受信信号にそれぞれ基づいた前記受信アンテナと同数の分離信号に分離する分離スイッチと、

前記分離信号と同数設けられ且つカットオフ周波数が前記受信スイッチの切替周期より低く設定され、前記分離スイッチにて分離された各分離信号から、前記分離スイッチでのスイッチングにより生じる高調波成分を除去するローパスフィルタと、

該ローパスフィルタの出力を、それぞれサンプリングするサンプリング手段と、

を備えることを特徴とするレーダ装置。

【請求項 11】 請求項 7 ないし請求項 10 いずれか記載のレーダ装置において、

前記受信アンテナのそれぞれに番号 i ($i = 1, 2, \dots, n$) を割り当て、前記受信スイッチでは、番号 1 から番号順に前記受信アンテナを選択するよう切替を行い、番

号 i の受信アンテナが選択された時刻を t_i とした場合、前記距離情報算出手段にて算出された周波数 f_b における位相 $\theta_i(f_b)$ に対して、それぞれ、
 $H1 = \exp \{-j \cdot 2\pi \cdot f_b \cdot (t_i - t_1)\}$
 (j は虚数単位)

にて表される第1補償係数 $H1$ を乗じることにより、前記受信アンテナの選択時刻のずれに基づく位相のずれを補償する位相補償手段を備え、前記方位情報算出手段は、前記位相補償手段にて補償された位相を用いて、前記方位情報を求めることを特徴とするレーダ装置。

【請求項12】 請求項11記載のレーダ装置において、

前記位相補償手段は、番号 i の受信アンテナから前記受信側スイッチを経由して前記受信器に至る経路における前記受信信号の位相遅れ量を δ_i とした場合、前記第1補償係数 $H1$ にて補償された位相 $\theta_i(f_b) \times H1$ に対して、それぞれ、更に、

$$H2 = \exp \{-j \cdot \delta_i\}$$

にて表される第2補償係数 $H2$ を乗じることにより、前記受信器に至る経路長さの相違に基づく位相のずれを補償することを特徴とするレーダ装置。

【請求項13】 請求項7ないし請求項12いずれか記載のレーダ装置において、

前記距離情報算出手段での周波数分析、及び前記位相情報算出手段での位相比較を、複素フーリエ変換を用いて行うことを特徴とするレーダ装置。

【請求項14】 請求項13記載のレーダ装置において、

前記受信アンテナから前記受信器に至る経路での受信信号の伝搬損失が、中央に位置する受信アンテナほど低くなるように設定されていることを特徴とするレーダ装置。

【請求項15】 請求項1ないし請求項14いずれか記載のレーダ装置において、

前記送信部は、
 前記送信信号を生成する送信器と、
 該送信器にて生成された送信信号を、レーダ波に変換して互いに異なる方向へ送出する複数の送信アンテナと、
 該送信アンテナのいずれかへ択一的に前記送信器からの送信信号を供給する送信スイッチと、

* 40

$$R = \frac{c \cdot T}{8 \cdot \Delta F} \cdot (f_u + f_d) \quad (1)$$

【0006】

$$V = \frac{c}{4 \cdot F_0} \cdot (f_u - f_d) \quad (2)$$

【0007】なお、 c は電波伝搬速度、 T は送信信号を変調する三角波の周期、 ΔF は送信信号の周波数変動幅、 F_0 は送信信号の中心周波数である。ところで、車載用のレーダ装置では、このようにして検出される距離や速度に加えて、目標物体が自車に対してどのような位

50

*該送信スイッチを、前記送信信号の周波数が変動する周期毎に、前記送信信号の供給対象となる送信アンテナが順次切り替わるよう制御する送信切替制御手段と、を備えることを特徴とするレーダ装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、周波数変調されたレーダ波を送受信することにより、少なくとも目標物体が存在する方位を検出するレーダ装置に関する。

10 【0002】

【従来の技術】近年レーダ装置を自動車に搭載し、衝突防止等の安全装置として応用する試みがなされているが、車載用のレーダ装置としては、目標物の距離と相対速度とを同時に検出可能であり、しかも構成が比較的簡単で小型化・低価格化に適したFMCW方式のレーダ装置（以下、FMCWレーダ装置とよぶ）が用いられている。

【0003】このFMCWレーダ装置では、図17

(a) に実線で示すように、三角波状の変調信号により周波数変調され、周波数が時間に対して直線的に漸次増減する送信信号 S_s をレーダ波として送信し、目標物体により反射されたレーダ波を受信する。この時、受信信号 S_r は、図17(a) に点線で示すように、レーダ波が目標物体との間を往復するのに要する時間、即ち目標物体までの距離に応じた時間 T_d だけ遅延し、レーダと目標物体との相対速度に応じた周波数 F_d だけドップラシフトする。

【0004】そして、このような受信信号 S_r と送信信号 S_s とをミキサで混合することにより、図17(b) に示すように、これら信号 S_r 、 S_s の差の周波数成分であるビート信号 B を発生させ、送信信号 S_s の周波数が増加する時のビート信号 B の周波数（以下、上り変調時のビート周波数とよぶ）を f_u 、送信信号 S_s の周波数が減少する時のビート周波数（以下、下り変調時のビート周波数とよぶ）を f_d として、目標物体との距離 R 及び相対速度 V を、以下の(1)(2)式を用いて算出するように構成されている。

【0005】

【数1】

【数2】

置関係に存在するかという、いわゆる方位情報の検出も重要となる。

【0008】この方位情報の検出が可能なFMCWレーダ装置の一つとして、例えば、特開平7-5252号には、複数のアンテナを、隣接するアンテナ同士でビーム

が部分的に重なり合うように、方向を少しずつずらしながら配置し、単一の送信器（発振器）にて生成された送信信号を、いずれか一つのアンテナに供給すると共に、各アンテナからの受信信号のうちいずれか一つを単一の受信器（ミキサ）に供給してビート信号を発生させ、同時に用いる送信用及び受信用のアンテナの組合せを順次切り替えることにより、ミキサが出力するビート信号の強度と、その時選択されたアンテナの配置から方位情報を得るものが開示されている。

【0009】つまり、同時に用いる送受信用のアンテナとして、同一のアンテナ、或いは隣接する一対のアンテナを選択することにより、各アンテナのビーム領域及び隣接するアンテナのビームが重なり合う領域での検出を行い、複数の領域で目標物体が検出された場合は、各領域での受信強度に基づいて方位を求めるのである。

【0010】

【発明が解決しようとする課題】しかし、この装置では、使用アンテナの組合せの切替を、送信信号の周波数の変動周期毎に行っており、すべての組合せを終了するまで確定した方位情報が得られないため、検出及び情報の更新に長い時間を要するという問題があった。

【0011】また、一般的に、ビート信号の強度は様々な要因の影響を受けやすく、このような受信強度を用いるよりも、位相を用いて方位を検出する方が分解能が向上することが知られている。しかし、上記装置では、複数アンテナによる同時受信を行っていないため、位相を用いた方位検出を行うことができないという問題があった。

【0012】一方、位相を用いて方位情報を得る技術として、デジタルビームフォーミング（DBF）が知られている。なお、DBFとは、送信アンテナから送出され、物体に反射したレーダ波を、複数の受信アンテナにて同時に受信し、その受信信号を利用して、様々なアンテナパターン（デジタルビーム）をデジタル信号処理により形成するものである。

【0013】つまり、従来、周知のフェーズドアレー方式のアンテナにおいて、各アンテナ素子毎に備えていたアナログ移相器の機能、及びアナログ移相器の出力をアナログ的に合成する機能を、DBFでは、デジタル信号処理により実現しているものと考えることができる。

【0014】このDBFでは、形成したビームにより特定されるレーダ波の到来方向毎に、信号の強度と位相とが検出されることになるため、この位相を用いて、方位検出を高精度に行うことが可能となる。また、DBFでは、移相器でのウェイト（各受信信号に加える遅延）をソフトウェアにより容易に変更でき、その結果、送信信号の周波数が変動する一周期分について受信信号の測定を行えば、その受信信号に基づいて複数のビームパターンを同時に形成できるため、上述の装置のように、ビームパターン毎に送信信号の一周期を費やす必要がなく、短時

間で方位情報を得ることが可能となる。

【0015】しかし、DBF等、位相を用いた高精度な方位検出を実現するためには、上述したように、各受信アンテナは、同じレーダ波を同時に受信しなければならず、例えば、特開平5-150037号公報等の開示されているように、各受信アンテナ毎に、高価な部品である高周波受信器を設けなければならないため、装置が非常に高価なものとなるだけでなく、装置が大型化してしまうという問題があった。

【0016】本発明は、上記問題点を解決するために、高精度な方位情報を短時間で得ることができ、しかも小型化が可能なレーダ装置を提供することを目的とする。

【0017】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するためになされた発明である請求項1に記載のレーダ装置では、送信部が、周波数が時間と共に周期的に変動する送信信号を生成し、該送信信号をレーダ波として送出し、この送信部から送出され目標物体に反射したレーダ波を受信した受信部は、レーダ波の受信信号、及び送信信号と同じ周波数を有するローカル信号に基づいてビート信号を生成し、信号処理部が、受信部にて生成されたビート信号が有する周波数成分を分析する。

【0018】なお、受信部は、複数の受信アンテナを備えており、受信スイッチが、受信アンテナのいずれかからの受信信号を択一的に受信器に供給し、受信器が、この受信信号をローカル信号と混合するように構成されており、受信切替制御手段が、受信スイッチを、送信信号の周波数が変動する周期（以下、単に変動周期という）よりも短い周期で、受信器に受信信号を供給する受信アンテナが順次切り替わるよう制御している。

【0019】つまり、送信信号の変動周期の間に、受信スイッチによって全ての受信アンテナが、少なくとも一度は選択され、受信部の出力は、すべての受信アンテナからの受信信号に基づくビート信号が時分割多重されたものとなる。そして、受信スイッチの切替周期を十分に短くすれば、各受信アンテナからの受信信号に基づくビート信号を、ほぼ同時に検出したものとみなすことができる。

【0020】従って、本発明のレーダ装置によれば、これら各ビート信号の位相を互いに比較して方位検出を行うことが可能となり、方位検出能力を向上させることができる。しかも、各受信アンテナからの受信信号は、受信スイッチによって時分割で受信器に供給されるので、受信器の数を、受信アンテナの数に比べて少なくすることができ、装置を安価且つ小型に構成することができる。

【0021】なお、請求項2記載のように、受信アンテナが、いずれも、送信部から送出されるレーダ波のビーム範囲内の角度方向から到来するレーダ波を、すべて受信できるような指向性を有するように構成すれば、方位

情報を得るための位相比較の際に、DBFを用いることができる。

【0022】そして、このDBFを用いた場合には、送信信号の変動周期の一周期分の測定を行うだけで複数のデジタルビームを形成でき、しかも、そのビーム毎、即ちレーダ波の到来方向毎に受信信号の強度と位相とが検出されるため、この受信信号の位相を用いた高精度な方位検出を短時間で行うことができ、ひいては情報の更新を短い周期（具体的には、送信信号の変動周期である数msのオーダー）で行うことができる。

【0023】ところで、方位検出性能を向上させるには、受信アンテナの数を増加させ、アンテナ全体としての開口面を広げてビームを絞ることが効果的であるが、受信アンテナの数を多くするほど、各受信アンテナでの検出が同時に行われたと見なせるようにするためには、受信スイッチでの切替をより高速に行わなければならない。つまり、高速に動作する高価な部品を使用して装置を構成しなければならない。

【0024】これに対して、請求項3記載のレーダ装置では、受信アンテナを複数の受信グループに分割し、この受信グループ毎に、受信器、受信スイッチを設け、受信切替制御手段は、全ての受信側スイッチについて切替制御を行っている。つまり、本発明のレーダ装置によれば、受信グループ毎に処理を行うことにより、各受信グループが扱う受信アンテナの数の増加を抑制できるので、比較的低速な部品を用いて装置を構成することができる。換言すれば、より高精度な検出ができる装置を、より高速に動作する高価な部品を用いることなく実現できるのである。

【0025】次に、請求項4記載のレーダ装置は、受信アンテナが一行に配置されていることを特徴とする。この場合、各受信アンテナからの受信信号に基づくビート*

$$\zeta = \frac{2\pi \cdot d l}{\lambda} \quad (3)$$

【0030】ここで行路差dlを上述の受信アンテナ間の距離dw及び角度αにて示した式で置き換え、αについて解くと、(4)式が得られる。 ※

$$\alpha = \sin^{-1} \left(\frac{\zeta \cdot \lambda}{2\pi \cdot dw} \right) \quad (4)$$

【0032】従って、各受信チャンネルch1, 2, 3のビート信号を解析して、チャンネル間の位相差ζを求めることにより、(4)式から方位情報を求めることができるのである。なお、この場合、送信ビームのビーム範囲内に存在する目標物体について、方位情報を漏らさず検出できるようにするには、請求項5記載のように、隣接★

$$dw \leq \frac{\lambda}{2 \sin(\phi/2)} \quad (5)$$

【0034】に設定することが望ましい。即ち、(4)式をdwについて解くと、(6)式が得られる。

*信号の強度成分及び位相成分を比較することにより、受信アンテナの法線（正面）方向及び配列方向を含む面内での目標物体の方位（例えば、正面方向を0°とした、左右方向の角度）が検出可能となるため、例えば、受信アンテナの配列方向を水平方向に一致させれば、車載用前方監視レーダ等に好適に用いることができる。

【0026】ここで、図15は、一行に配置された受信アンテナの受信信号の位相に基づいて、方位検出を行う際の原理を示す説明図である。即ち、隣接する受信アンテナの中心間の距離をdwとした場合、受信アンテナの正面方向に対して角度αから到来するレーダ波を考える。なお、図面を見やすくするため、ここでは、3つの受信チャンネルch1, ch2, ch3を有する場合、即ち3つの受信アンテナにて受信する場合について示す。

【0027】まず、単一の送信アンテナから送信され、受信アンテナ前方の少なくとも数m以上の距離に存在する目標物体によって反射されたレーダ波は、各受信アンテナの所に、ほとんど平行に到来すると考えることができる。従って、隣接する受信チャンネルch1, 2（又はch2, 3）の受信アンテナに到来するレーダ波は、角度αに応じた行路差dl（=dw・sinα）が生じることになる。

【0028】この行路差dlにより、両受信チャンネルch1, 2（又はch2, 3）の受信信号には、位相差が生じ、更にこの位相差は、受信器で周波数変換されてビート信号の位相差となって、信号処理部に伝達される。FMCWレーダ装置の場合、行路差dlによって、ビート信号に発生する位相差ζは、送信信号の平均波長をλとして、次の(3)式にて表される。

【0029】

【数3】

※【0031】

【数4】

40 ★する一対の受信アンテナの中心間の距離dwを、前記送信部から送出されるレーダ波のビーム幅をφ、前記送信信号の平均波長をλとした場合、

【0033】

【数5】

【0035】

50 【数6】

$$9 \quad dw = \frac{\zeta \cdot \lambda}{2\pi \cdot \sin \alpha}$$

【0036】そして、位相比較により判定可能な位相差 ζ は、 $-\pi < \zeta < \pi$ の範囲であり、送信ビームのビーム幅を ϕ とした場合、検出可能な角度 α は、 $-\phi/2 < \alpha < \phi/2$ の範囲であるため、(6)式に、 $\zeta = \pi$ 、 $\alpha = *$

$$dw = \frac{\lambda}{2 \sin (\phi / 2)}$$

【0038】実際には、余裕を持って送信ビームのビーム幅より広い範囲を検出できるように設定することが望ましく、即ち、受信アンテナの中心間の距離 dw を、

(5)式を満たすように設定しておけば、必要な方位情報を漏らさず検出できるのである。

【0039】ところで、受信アンテナの真正面に目標物体が位置している場合を想定すると、各受信チャンネル $ch1 \sim 3$ の受信信号に基づくビート信号は、同位相となる。逆に言えば、信号処理部では、すべての受信チャンネル $ch1 \sim 3$ 間で、ビート信号の位相差 ζ が零であれば、目標物体が真正面に位置すると判定することになる。

【0040】ところが、受信スイッチを用いて順次切り替えを行うと、信号処理部では、図16(a)に示すように、受信スイッチが一つの状態を保持する保持時間 t_d ずつずれたタイミングで信号をサンプリングすることになる。このサンプリング値を、離散データを扱う信号処理方法によって、位相比較を行う場合、図16(b)に示すように、最も時間的に近いサンプリング値同士を、同時刻のサンプリング値と見なして計算処理する方法が一般的である。しかし、受信スイッチの切替を同じタイミング且つ同一順序で行うと、ビート信号が、すべての隣接する受信チャンネル $ch1$ 、2及び $ch2$ 、3間で、あたかも同じ位相差 σ を持っているかのように認識されてしまうことになる。この結果、現実には、真正面に位置する目標物体を、位相差 σ に相当する角度 α に存在すると誤認識してしまうのである。

【0041】これに対して、請求項6記載のように、受信切替制御手段は、受信スイッチによって該受信スイッチの切替対象となる全ての受信アンテナが一通り選択されるスイッチの切替周期毎に、切替順を変更してランダムに受信スイッチの切替を行えば、図示したような一律な時間のずれは発生しないため、各チャンネルの位相が一樣な位相差を持つ事はなく、方位情報の検出誤差を抑制することができる。

【0042】なお、切替周期毎に、切替順を変更するのは、同じパターンで繰り返した場合、信号処理を行った際に、その繰り返しパターンに基づく周波数成分が生じてしまい、この周波数成分も誤検出の原因となるおそれがあるので、これを防止するためである。

【0043】次に、請求項7記載のレーダ装置では、信

* $\phi/2$ を代入すると、(7)式が得られる。

【0037】

【数7】

(7)

号処理部は、ビート信号再現手段が、受信部にて生成されるビート信号から、各受信アンテナからの受信信号にそれぞれ基づいて受信アンテナと同数のビート信号を再現し、この再現された各ビート信号毎に、距離情報算出手段が、周波数分析を行うことにより、周波数成分毎の信号強度と位相を計算し、その信号強度から目標物体の距離情報を求め、更に、方位情報算出手段が、距離情報算出手段にて算出された各ビート信号間で同一周波数を有する周波数成分を位相比較することにより、目標物体の方位情報を求めている。

【0044】なお、ビート信号再現手段は、例えば、請求項8記載のように、まず、サンプリング手段が、受信部からのビート信号を、受信スイッチに同期してサンプリングしてから、このサンプリング値を、分離手段が、各受信アンテナからの受信信号に基づくもの毎に分離するように構成してもよいし、逆に、請求項9記載のように、まず、受信スイッチと同期して動作する分離スイッチが、受信部からのビート信号を、各受信アンテナからの受信信号にそれぞれ基づいた受信アンテナと同数の分離信号に分離してから、この分離スイッチからの各分離信号を、サンプリング手段が、それぞれサンプリングするように構成してもよい。

【0045】前者のように、サンプリングしてから分離する場合、サンプリング手段を高速に動作させる必要があるが、一つの信号を処理するだけであるため、例えば、単一のAD変換器で構成することができ、部品点数を削減することができる。一方、後者のように、分離してからサンプリングする場合、サンプリング手段は、例えば、各分離信号毎にAD変換器を設けることで構成できるが、各AD変換器は、受信スイッチにより、対応する受信アンテナが選択された時にのみ、サンプリングを行えばよいので、比較的低速で処理を行うことができ、安価な部品を用いて装置を構成することができる。

【0046】なお、後者の場合、請求項10記載のように、更に、分離手段にて分離された分離信号を、この分離信号と同数設けられ且つカットオフ周波数が前記受信スイッチの切替周期より低く設定されたローパスフィルタにより、分離スイッチにて分離された分離信号から、分離スイッチでのスイッチングにより生じる高調波成分を除去し、この高調波成分が除去された分離信号を、サンプリング手段が、それぞれサンプリングするように構

成してもよい。

【0047】この場合、不要な高調波成分（即ちノイズ）による検出感度の低下を確実に防止することができる。ところで、受信スイッチを固定順で切替を行った際に生じる方位検出誤差を、請求項6では、受信スイッチをランダムに切り替えることで防止しているが、信号処理部内の処理により、その影響を除去することも可能である。

※

$$H1 = \exp \{-j \cdot 2\pi \cdot f_b \cdot (t_i - t_1)\} \quad (8)$$

にて表される第1補償係数H1を乗じることにより、受信アンテナの選択時刻のずれに基づく位相のずれを補償し、方位情報算出手段は、この補償された位相を用いて方位情報を求めている。

※

$$\sigma = 2\pi \cdot f_b \cdot t_d \quad (\text{但し、} t_d = t_i - t_1) \quad (9)$$

従って、検出された位相に、 $\exp(-j \cdot \sigma)$ を乗じて、位相を σ だけ戻すようにすれば、受信スイッチの動作に基づく位相のずれを補償できるのである。

【0050】更に、レーダ装置を設計する際、受信アンテナの配置を考えると、必ずしも、受信アンテナから受信器に至る経路を、同一の長さにはできるとは限らない。この場合、たとえ真正面の信号を受信していたとしても、各受信アンテナからの受信信号（ビート信号）に★

$$H2 = \exp \{-j \cdot \delta_i\}$$

にて表される第2補償係数H2を乗じることにより、受信器に至る経路長さの相違に基づく位相のずれを補償することが望ましい。

【0052】次に、距離情報算出手段での周波数分析、及び位相情報算出手段での位相比較は、請求項13記載のように、複素フーリエ変換を用いて行うことが可能である。即ち、各受信チャネル（受信アンテナ）毎に分離されたビート信号のサンプリング値を、時間軸方向に複素フーリエ変換すると、その結果である複素数の数列は、それぞれが周波数成分に対応しており、その複素数が表す絶対値及び位相角が、対応する周波数成分の強度及び位相にそれぞれ相当する。

【0053】更に、これらの複素数の数列を、同一の周波数成分毎に受信チャネルの数だけ並べた数列を作り、この数列を今度は、空間軸方向に複素フーリエ変換して、いわゆる空間周波数の成分分析を行うと、その結果である複素数の数列は、レーダ波の周波数や受信アンテナの配置間隔により決まる複数の方位に分解された信号にそれぞれ対応することになる。

【0054】つまり、空間軸方向の複素フーリエ変換は、デジタルビームを形成することに相当し、このように時間軸方向及び空間軸方向に複素フーリエ変換を2回繰り返すことにより、その結果は、デジタルビーム毎に受信信号を周波数解析したものとなり、その解析された各信号成分毎に、信号強度及び位相が特定されることになるのである。

【0055】この場合、信号処理部が実行する演算量を

★【0048】例えば、請求項11記載のレーダ装置では、受信アンテナのそれぞれに番号 i （ $i=1, 2, \dots, n$ ）を割り当て、受信スイッチでは、番号1から番号順に受信アンテナを選択するよう切替を行い、番号 i の受信アンテナが選択された時刻を t_i として、位相補償手段が、距離情報算出手段にて算出された周波数 f_b における位相 $\theta_i(f_b)$ に対して、それぞれ、

10 ※【0049】即ち、ビート信号の周波数を f_b とした場合、図16(b)に示した位相差 σ は、次の、(9)式にて求めることができる。

★は、経路差に応じた位相のずれが生じることになる。

【0051】従って、この場合、請求項12記載のように、位相補償手段は、番号 i の受信アンテナから受信側スイッチを経由して受信器に至る経路における受信信号の位相遅れ量を δ_i とした場合、第1補償係数H1にて補償された位相 $\theta_i(f_b) \times H1$ に対して、それぞれ、更に、

$$(10)$$

低減させることができ、簡素なハードウェアにて必要な信号処理を行うことができる。なお、受信アンテナの数、及び各受信アンテナ毎のサンプリング数を、2の整数乗の値に設定し、上述の複素フーリエ変換において、高速フーリエ変換のアルゴリズムを適用すれば、より計算を高速化できる。

30 【0056】ところで、信号処理部がフーリエ変換を用いて処理を行う場合、処理精度を向上させるために、処理対象となるデータに窓関数を掛けるという公知技術を適用することができる。そして、一列に配置した受信アンテナにて同時に検出される信号に基づき、空間軸方向のフーリエ変換を行う場合、この窓関数の作用は、中央部の信号強度を強く、周辺部の強度を弱く設定することに相当し、ひいては、検出を必要としない方向（正面に対する傾き角度が必要以上に大きい方向）から到来するレーダ波についての受信レベル（サイドローブレベル）を小さくすることに相当する。

40 【0057】そこで、このような場合には、請求項14記載のように、受信アンテナから受信器に至る経路での受信信号の伝搬損失が、中央に位置する受信アンテナほど低くなるように設定すれば、処理対象となるデータに窓関数を掛けたことに相当するため、信号処理部での処理を軽減できる。

50 【0058】また、一般に、上述の受信スイッチ等、端子を多く有するスイッチの場合、すべての端子からの伝搬損失を等しくするには、配線の長さや形状を全く同じにする等、実装上の制約が大きくなってしまいうため、実

際には極めて困難である。また、伝搬損失を揃えることができたとしても、最も損失の大きいものに合わせるようになるため、全体として損失量が大きくなってしまふ。しかし、端子によって損失量を変えてもよい場合には、例えば損失を低くしたい端子は、出力端子に近づける等、配置上の工夫を行うことにより、最も損失の大きいものの損失量を揃える必要がないため、全体としての平均的な損失を抑制することができる。

【0059】つまり、請求項14記載のように、伝搬損失が不均一となることを積極的に許容することにより、レーダ装置全体の感度を向上させることができるのである。次に、請求項15記載のレーダ装置では、送信部が、複数の送信アンテナを備えており、送信器が生成した送信信号を、送信スイッチが、送信アンテナのいずれかへ択一的に供給するように構成され、送信切替制御手段が、送信スイッチを、送信信号の周波数が変動する周期毎に、送信信号の供給対象となる送信アンテナが順次切り替わるよう制御している。

【0060】即ち、目標物体の検出を可能とする距離を長くするには、送信アンテナのビーム幅を絞る必要があり、その場合、検出範囲（角度幅）が狭くなってしまうのであるが、本発明のように、複数の送信アンテナを、各ビームの検出範囲が異なるように設定して、これらを切り替えて使用すれば、検出範囲を狭めることなく、検出距離の向上を図ることができるのである。

【0061】

【発明の実施の形態】以下に本発明の実施例を図面と共に説明する。図1は、第1実施例の車載用レーダ装置の全体構成を表すブロック図である。図1に示すように、本実施例のレーダ装置2は、ミリ波帯のレーダ波を送信する送信部4と、送信部4から送出され先行車両や路側物等といった目標物体（障害物）に反射したレーダ波（以下、反射波という）を受信し、後述するビート信号Bを生成する受信部6と、受信部6が生成するビート信号Bに基づいて目標物体との距離、相対速度、及び方位等を検出する信号処理部8とを備えている。

【0062】このうち送信部4は、時間に対して周波数が直線的に漸増、漸減を繰り返すよう変調されたミリ波帯の高周波信号を生成する送信器10と、送信器10の出力を送信信号Ssとローカル信号Lとに電力分配する分配器12と、送信信号Ssに応じたレーダ波を放射する送信アンテナ14とを備えている。

【0063】なお、送信器10が生成する高周波信号の周波数は、具体的には、図17(a)に実線で示すように三角波状に変化し、本実施例では、中心周波数 $F_o = 76.5 \text{ GHz}$ 、周波数変動幅 $\Delta F = 100 \text{ MHz}$ 、変動周期 $T = 1.024 \text{ ms}$ に設定されている。また、送信アンテナ14のビーム幅は、当該レーダ装置2の検出領域をすべてカバーするように設定されている。

【0064】一方、受信部6は、レーダ波を受信する複

数（本実施例では8個）の受信アンテナ20と、いずれかの受信アンテナ20からの受信信号Srにローカル信号Lを混合し、これら信号の差の周波数成分であるビート信号Bを生成する高周波用ミキサを備えた受信器22と、受信アンテナ20からの受信信号Srのいずれかを選択信号Xrに従って択一的に選択し、受信器22へ供給する受信スイッチ24と、受信スイッチ24を制御するための選択信号Xrを生成する受信切替制御手段としての選択信号生成器26とを備えている。つまり、受信部6は、各受信アンテナ20に対応して8つの受信チャネルch1~8を有しており、すべての受信チャネルch1~8が、単一の受信器22を時分割で共用するように構成されている。

【0065】なお、図2に示すように、アンテナが形成するビームにおいて、正面方向に対する利得の低下が3dB以内の角度範囲をビーム幅と規定し、各受信チャネルch1~ch8の受信アンテナ20は、そのビーム幅が、いずれも、送信アンテナ14のビーム幅（本実施例では $\phi = 20^\circ$ ）全体を含むように設定されている。

【0066】また、隣接する各受信アンテナ20の中心間の距離dwは、送信アンテナ20のビーム範囲を角度分析するために、上述した(5)式の条件を満たすように $dw = 8 \text{ [mm]}$ に設定されている。即ち、レーダ波の平均波長が $\lambda = 1/F_o = 3.92 \text{ [mm]}$ であることから、(5)式の右辺は 11.3 [mm] となり(5)式を満たすことは明らかである。

【0067】また、選択信号生成器26は、図3に示すように、受信器22へ受信信号が供給される受信アンテナ20が、配列順、即ち受信チャネルch1~ch8の番号順に従って順番に切り替わるような選択信号Xrを生成するように構成されている。なお、この選択信号Xrは、信号処理部8へも供給されている。

【0068】次に、信号処理部8は、CPU、ROM、RAMからなる周知のマイクロコンピュータを中心に構成され、更に、選択信号Xrに同期して動作し、受信部6が生成するビート信号Bをデジタルデータに変換するサンプリング手段としてのA/D変換器、及びA/D変換器を介して取り込んだデータについて、高速フーリエ変換(FFT)を実行するための演算処理装置等を備えている。

【0069】このように構成された本実施例のレーダ装置2では、送信器10が生成した高周波信号を分配器12が電力分配することにより送信信号Ss及びローカル信号Lが生成され、このうち送信信号Ssは、送信アンテナ14を介してレーダ波として送出される。

【0070】この送信アンテナ14から送出されたレーダ波の反射波は、全ての受信アンテナ20にて受信されるが、受信スイッチ24によって選択されている受信チャネルchi(i=1~8)の受信信号Srのみが受信器22へ供給される。すると、受信器22では、この受

信信号S_rに分配器12からのローカル信号Lを混合することによりビート信号Bを生成し信号処理部8へ供給する。そして、信号処理部8では、ビート信号Bを、選択信号X_rのタイミングに従ってサンプリングした後、後述する障害物情報検出処理を実行する。

【0071】なお、受信スイッチ24では、選択信号X_rに従って受信チャネルc_hiを順次切り替えているため、受信器22には、各受信チャネルc_h1～8の受信信号S_rが時分割多重されて供給されることになる。その結果、受信器22が生成するビート信号Bも、図4

(a)に示すように、各受信チャネルc_h1～8の受信信号S_rに基づくビート信号B1～B8が時分割多重されたものとなる。

【0072】そして、受信スイッチ24が一回の接続を保持する期間t_dはいずれも一定(本実施例では0.25μs)であり、従って、全ての受信チャネルc_h1～c_h8が受信スイッチ24によって一度ずつ選択される切替周期T_xは、T_x=8×t_d(=2μs)となる。このため、信号処理部8は、変動周期T毎に、全ての受信チャネルc_h1～c_h8のビート信号B1～B8を、T/T_x(=512)回ずつサンプリングすることになる。但し、各受信チャネルc_h1～8のサンプリングタイミングは、期間T_dずつずれたものとなっている。

【0073】ここで、信号処理部8が実行する障害物情報検出処理を、図5に示すフローチャートに沿って説明する。なお、本処理は、送信信号S_sの一変動周期T分のサンプリングデータが蓄積される毎に起動される。本*

$$\theta_{hi}(fb) = \theta_i(fb) \cdot H1 \cdot H2 \quad (11)$$

但し、 $H1 = \exp \{-j \cdot 2\pi \cdot fb \cdot (i-1) \cdot t_d\}$

$H2 = \exp \{-j \cdot \delta_i\}$

そして、S140では、全ての受信チャネルc_h1～8について上述の周波数分析(S120)、位相補償(S130)が終了したか否かを判断し、全ての受信チャネルc_h1～8について処理を終了するまで、上述のS120、S130を繰り返し実行する。

【0077】その後、全ての受信チャネルc_h1～8について処理を終了し、S140にて肯定判定されると、S150に移行して、先のS120にて算出された信号強度に基づき、上り変調時及び下り変調時毎に、信号強度がピークとなる周波数成分(周波数f_u、f_d)を抽出し、上述の(1)(2)式を用いて、目標物体との距離Rや相対速度Vを算出する。なお、各変調時とも複数のピークが存在する場合には、例えば、信号強度に基づいてほぼ同じ信号強度のもの同士をペアリングして、このペアリングされたすべてのものについて、距離Rや相対速度Vを算出する。

【0078】続くS160では、先のS130にて補償された位相を、各受信チャネルc_h1～8間で比較することにより、目標物体と各受信アンテナ20との位置関

*処理が起動されると、まずS110では、蓄積されたサンプリングデータを、各受信チャネルc_h1～8毎、即ち、同じビート信号B1～B8に基づくもの毎に分離し、この分離されたサンプリングデータ毎に、続くS120、S130の処理を実行する。

【0074】即ち、S120では、S110にて分離されたサンプリングデータに基づいて、複素フーリエ変換(特に、ここでは高速フーリエ変換のアルゴリズムを適用した複素FFT)を実行することにより周波数分析を行う。但し、複素FFTは、サンプリングデータの前半(上り変調時のデータ)と後半(下り変調時のデータ)とに分けてそれぞれ行う。そして、この複素FFTの演算結果として、各周波数成分毎の信号強度、及び位相が得られる。

【0075】続くS130では、信号強度がピークとなる周波数成分を抽出し、全ての受信チャネルc_hi(i=1～8)について、この抽出された周波数成分(周波数f_b)の位相θ_i(f_b)を補償する。これは、受信スイッチ24により受信チャネルc_hiが選択される時刻をt_iとして、時刻t₁からの経過時間t_i-t₁(=(i-1)・t_d)と、各受信チャネルc_hi毎に予め測定された、各受信チャネルc_hiの受信アンテナ20から受信器22に至る経路での受信信号S_rの位相遅れ量δ_iとに基づき、次の(11)式を用いて、補償された位相θ_hi(f_b)を算出する。

【0076】

係により生じる反射波の行路差d_lに基づいた位相差を特定することにより、上述の(3)(4)式を用いて目標物体の方位αを算出する。なお、S110がビート信号再現手段(分離手段)、S120、S150が距離情報算出手段、S160が方位情報算出手段、S130が位相補償手段に相当する。

【0079】以上説明したように、本実施例のレーダ装置2においては、各受信チャネルc_h1～8の受信信号S_rを、受信スイッチ24を介して時分割で受信器22に供給し、また、信号処理部8では、受信器22から供給される時分割多重されたビート信号を、サンプリングした後、各受信チャネルc_h1～8毎に分離して処理する。

【0080】このように、本実施例のレーダ装置2によれば、各受信チャネルc_h1～8が受信器22を時分割で共用するようにされているので、高価な受信器22を多数設ける必要がなく、装置を安価かつ小型に構成できる。しかも、本実施例では、各受信チャネルc_h1～8を、短い周期(ここでは、0.25μs)で順次切り替えており、連続した8個のデータは、ほぼ同時に検出したものと見なすことができるため、各受信チャネルc_h1～8のビート信号の位相に基づいて方位検出を行うこ

とができ、信号強度のみを用いる場合と比較して、方位検出の精度を向上させることができる。

【0081】更に、本実施例では、ビート信号のサンプリングタイミングの相違や、受信アンテナ20から受信器22に至る経路の相違に基づいて各受信チャネルch1～8毎に生じる位相のずれや遅れを補償し、この補償された位相に基づいて方位情報を算出しているため、これらの要因に関わらず、高精度な方位検出を行うことができる。

【0082】なお、本実施例では、受信スイッチ24により選択される受信チャネルch1～8を、受信アンテナ20の配列順に従い常に同じ順序（1→2→3→4→5→6→7→8）4で切り替えているが、図6に示すように、例えばある切替周期Txは、受信チャネルを、1→4→6→3→2→7→8→5の順で切り替え、他の周期Txでは、5→1→3→4→2→7→6→8の順で切り替えるというように、各切替周期Tx毎に、ランダムな順序で切り替えるようにしてもよい。

【0083】この場合、各受信チャネルch1～8の受信信号Sr間に、切り替え順に基づく一様な位相差が生じてしまうことが防止されるため、切替順に基づく方位検出誤差を抑制することができ、S130における補償係数H1に関する補償を省略することができる。

【0084】また、本実施例では、送信アンテナ14のビーム幅を20°としたが、受信アンテナ20の中心間の距離がdw=8[mm]に設定されている場合、

(4)式からわかるように、受信アンテナ20は、最大28.4°(±14.2°)の角度範囲の信号を受信できるため、本実施例では、送信アンテナ14のビーム幅を広げるだけで、検出可能な角度範囲を最大28.4°まで簡単に拡張することができる。

【第2実施例】次に、第2実施例について説明する。

【0085】本実施例では、第1実施例のレーダ装置2とは、一部構成が異なるだけであるため、同一の構成については、同一符号を付して説明を省略し、構成が相違する部分を中心に説明する。即ち、本実施例のレーダ装置2aは、図7に示すように、送信部4aが、複数（本実施例では3個）の送信アンテナ14aと、送信アンテナ14aのいずれかを選択信号Xsに従って択一的に選択して送信信号Ssを供給する送信スイッチ16とを備えている。つまり、送信部4aは、各送信アンテナ14aにそれぞれ対応した3つの受信チャネルch1～3を有している。

【0086】一方、受信部6aは、選択信号Xrに基づいて、受信スイッチ24の接続状態を、送信信号Ssの変動周期Tに対応する数（ここでは512×8回）だけ切り替える毎に、送信スイッチ16の接続状態を1回だけ切り替えるような選択信号Xsを生成する送信切替制御手段としての信号生成器28を備えている。

【0087】なお、図8に示すように、各送信チャネル

ch1～3の送信アンテナ14aは、隣接するアンテナ同士で互いのビームが一部重なり合うように配置されている。そして、受信チャネルch1～ch8の受信アンテナ20は、そのビーム幅が、いずれも、送信チャネルch1～3の送信アンテナ14aが形成する合成ビームのビーム幅全体を含むように設定されている。

【0088】このように構成された本実施例のレーダ装置2aでは、送信チャネルch1～3の切替は、送信信号Ssの変動周期T毎に行われ、一方、受信チャネルch1～8の切替は、第1実施例と全く同様に、変動周期Tの間に繰り返し行われる。従って、本実施例のレーダ装置2aによれば、第1実施例と同様の効果を得ることができるだけでなく、送信アンテナ14aが一つである第1実施例と比較して、より広い角度範囲に渡って目標物体を検出することができる。

【0089】また、第1実施例の場合と同じ角度範囲の検出を行うのであれば、各送信アンテナ14aのビームを絞ることができるため、検出可能な距離範囲を広げることができ、いずれにしても検出性能を向上させることができる。

【第3実施例】次に、第3実施例について説明する。

【0090】本実施例は、第1実施例とは、信号処理部の構成等が一部異なるだけであるため、この構成の相違する部分を中心に説明する。即ち、本実施例のレーダ装置2bは、図9に示すように、信号処理部8aが、受信チャネルch1～8にそれぞれ対応して、これと同数（従って8本）のビート信号入力端子を有しており、受信部6にて生成されたビート信号Bを、選択信号Xrに同期して動作する分離スイッチ30を介して、各ビート信号入力端子に供給するよう構成されている。

【0091】なお、信号処理部8aでは、各ビート信号入力端子毎にA/D変換器を備えており、それぞれ、分離スイッチ30を介してビート信号Bが供給されているビート信号入力端子に接続されたA/D変換器のみが動作して、ビート信号Bのサンプリングを行うようにされている。

【0092】このように構成された本実施例のレーダ装置2bでは、選択信号Xrに従って、受信スイッチ24及び分離スイッチ30が同期して動作するため、信号処理部8aには、図4(b)に示すように、各受信チャネルch1～8毎に分離されたビート信号B1～B8（図では受信チャネルch2の場合を示す）が、各ビート信号入力端子にそれぞれ供給され、この分離ビート信号B1～B8をサンプリングすることになる。

【0093】従って、本実施例のレーダ装置2bによれば、障害物情報検出処理において、サンプリング値を各受信チャネルch1～8毎に分離する処理（S110）を省略することができ、信号処理部8aでの処理量を軽減することができる。また、本実施例のレーダ装置2bによれば、分離したビート信号をそれぞれサンプリング

するA/D変換器は、自受信チャンネル*ch i*が選択された時のみ動作すればよい。第1実施例の場合と比較して、1/8の速度で動作する低速で安価な部品を用いて構成することができる。

【0094】なお、本実施例では、分離スイッチ30にて分離したビート信号B1~B8を、そのまま信号処理部8aに供給しているが、図10に示すレーダ装置2cのように、これらの間にローパスフィルタ(LPF)32を設けてもよい。この場合、分離スイッチ30のスイッチング動作によって分離したビート信号に重畳される不要な高調波成分、即ちノイズが除去されるため、信号処理部8aでの検出感度の低下を防止できる。

【0095】なお、LPF32のカットオフ周波数は、少なくとも分離スイッチ30の動作周波数1/t d=4 [MHz]よりも低く設定する必要がある。但し、この動作周波数は、検出すべきビート周波数の上限値より十分に大きい。実際には、ビート周波数の上限値を考慮して設定すればよい。例えば、検知距離R=150 [m]、相対速度V=0 [m/s]とすると、検出されるビート周波数はf u=f b=195 kHzとなるため、この場合、カットオフ周波数は200 kHz程度に設定すればよい。

【第4実施例】次に第4実施例について説明する。

【0096】本実施例では、第1実施例のレーダ装置2とは構成の一部が異なるだけであるため、この構成が相違する部分を中心に説明する。即ち、本実施例のレーダ装置2dは、図11に示すように、受信部6bが、受信チャンネル*ch 1*~*ch 4*に属する4つの受信アンテナ20a、及び受信チャンネル*ch 5*~*ch 8*に属する4つの受信アンテナ20bと、各受信アンテナ20a、20bからの受信信号S rを、それぞれローカル信号Lと混合してビート信号B a、B bを生成する一対の受信器22a、22bと、受信アンテナ20aのいずれかの受信信号S rを選択信号X qに従って受信器22aに供給する受信スイッチ24aと、受信アンテナ20bのいずれかの受信信号S rを選択信号X qに従って受信器22bに供給する受信スイッチ24bとを備えている。

【0097】なお、以下では、受信チャンネル*ch 1*~4、即ち受信アンテナ20a、受信スイッチ24a、受信器22aを、第1の受信グループと呼び、受信チャンネル*ch 5*~8、即ち受信アンテナ20b、受信スイッチ24b、受信器22bを第2の受信グループと呼ぶ。

【0098】そして、信号処理部8bには、各受信グループ毎のビート信号B1、B2が供給されるため、これらをサンプリングするために、一対のA/D変換器を備えており、選択信号X qと同期して同時に動作するように構成されている。また、本実施例において、選択信号X qは、各受信グループに属する各4つの受信アンテナ20a、20bを、それぞれ配列順に順番に選択するようにされており、即ち、*ch 1*と*ch 5*、*ch 2*と*ch*

6、*ch 3*と*ch 7*、*ch 4*と*ch 8*が、それぞれ対になって同時に動作する。

【0099】このように構成された本実施例のレーダ装置2cでは、第1の受信グループからは、受信チャンネル*ch 1*~4のビート信号が時分割多重されたビート信号B aが、第2の受信グループからは、受信チャンネル*ch 5*~8のビート信号が時分割多重されたビート信号B bが、信号処理部8bに供給される。

【0100】なお、信号処理部8bにて実行される障害物情報検出処理は、S130にて位相の補償を行う際に、受信チャンネル*ch 5*~8については、対になる受信チャンネル*ch 1*~4とそれぞれ同じ補償係数H1を使用する以外は、第1実施例と全く同様である。

【0101】以上説明したように、本実施例のレーダ装置2dによれば、受信部6bが2つの受信グループに分割され、各受信グループ毎に、別個の受信器22a、22bを共用するようにされているので、第1実施例と同数のサンプリングデータを得るのであれば、受信スイッチ24a、24b、及び信号処理部8bの一対のA/D変換器を、1/2の速度で動作させることができ、逆に、受信スイッチ24a、24bや信号処理部8bのA/D変換器を第1実施例と同じ速度で動作させるのであれば、2倍のサンプリングデータを得ることができる。

【0102】換言すれば、検出性能向上等のために受信アンテナの数を増加させた場合に、受信部を受信グループに分割すれば、より高速な高価な部品を用いることなく、装置を構成することができ、また、受信アンテナの数を維持して受信部を受信グループに分割すれば、より高速な部品を用いることなく、より細かなサンプリングを実現して、検出能力を向上させることができる。

【0103】なお、本実施例では、各受信グループからのビート信号B a、B bをそのまま信号処理部8bに供給しているが、図12に示すレーダ装置2eのように、第3実施例の技術を適用して、各受信グループ毎に、分離スイッチ30a、30bを設けて、時分割多重されたビート信号B a、B bを、各受信チャンネル*ch 1*~8毎に分離して、この分離したビート信号B1~B8を、信号処理部8aに供給するようにしてもよい。

【第5実施例】次に、第5実施例について説明する。

【0104】本実施例は、第1実施例とは、信号処理部8が実行する障害物情報検出処理の内容が異なるだけであるため、この処理についてのみ図13に示すフローチャートに沿って説明する。即ち、本実施例において、障害物情報検出処理が起動されると、図13に示すように、まずS210では、S110と同様に、蓄積されたサンプリングデータを、各受信チャンネル*ch 1*~8毎、即ち、同じビート信号B1~B8に基づくもの毎に分離する。

【0105】但し、この時、サンプリングデータは、受信チャンネルの番号を1~m(ここではm=8)、各受信

チャネル毎のサンプリング番号 $1 \sim n$ (ここでは、 $n = 512$) として、2次元の配列 $a(1, 1) \sim a(m, n)$ に格納される。例えば、受信チャネル $ch3$ の 99 番目のサンプリングデータは、 $a(3, 99)$ に格納されることになる。

【0106】そして、S220では、変数 i を 1 に初期化し、続く S230では、受信チャネル chi の全てのサンプリングデータ $a(i, 1) \sim a(i, n)$ に対して複素FFT (時間軸方向の複素FFT) を行い、その結果を、2次元の配列 $b(i, 1) \sim b(i, n)$ に格納する。

【0107】但し、配列 $b(i, j)$ において、 i は受信チャネルに対応し、 j は周波数に対応する。つまり、 $b(i, j)$ には、受信チャネル chi のビート信号 B_i を構成する周波数成分のうち、 j にて特定される周波数成分の信号強度 (絶対値) 及び位相 (位相角) を表す複素数が格納されることになる。

【0108】次に S240では、変数 i をインクリメント ($i \leftarrow i + 1$) し、続く S250では、 i が m より大きいかなんかを判断し、否定判定された場合 ($i \leq m$) には、S230に戻って、未処理の受信チャネルについて同様の処理を繰り返す。一方、全ての受信チャネルについて複素FFT処理が行われ、S250にて肯定判定された場合 ($i > m$) には、S260に移行する。

【0109】S260では、変数 j を 1 に初期化し、続く S270では、受信チャネルに関わらず、周波数 j である全てのデータ $b(1, j) \sim b(m, j)$ に対して、再度複素FFT (空間軸方向の複素FFT) を行い、その結果を、2次元の配列 $c(1, j) \sim c(m, j)$ に格納する。

【0110】但し、配列 $c(i, j)$ において i は、いわゆる空間周波数と呼ばれるものであり、この空間周波数は、受信アンテナ 20 の配置間隔 dw やレーダ波の周波数に基づいて決まる m 種類のビームに対応し、 j は配列 $b(i, j)$ と同様に周波数に対応する。つまり、 $c(i, j)$ には、 i にて特定されるビーム方向から到来するレーダ波のうち、 j にて特定される周波数成分の信号強度 (絶対値) 及び位相 (位相角) を表す複素数が格納されることになる。

【0111】次に、S280では、変数 j をインクリメント ($j \leftarrow j + 1$) し、続く S290では、 j が n より大きいかなんかを判断し、否定判定された場合 ($j \leq n$) には、S270に戻って、未処理の周波数について同様の処理を繰り返す。一方、全ての周波数について複素FFT処理が行われ、S290にて肯定判定された場合 ($j > n$) には、S300に移行する。

【0112】S300では、2回の複素FFTを行った結果が格納された配列 $c(1, 1) \sim c(m, n)$ から、信号強度が大きいものを抽出し、抽出された配列 $c(i, j)$ の変数 j から、その周波数成分の周波数、ひ

いては障害物までの距離を求め、また、信号強度、位相、及び変数 i から、その周波数成分を発生させた障害物が存在する方位を求めて、本処理を終了する。

【0113】なお、本処理においては、S210がビート信号再現手段 (分離手段)、S220～S250、S300が距離情報算出手段、S260～S300が方位情報算出手段に相当する。このように本実施例によれば、2回続けて複素FFTを行うことにより、障害物までの距離や方位を求めており、距離や方位検出のために信号処理部 8 が実行する演算が簡易化されるため、その演算量を軽減することができる。

【0114】また、本実施例に示した障害物情報検出処理は、第 1 実施例の構成を有するレーダ装置 2 に限らず、当然、第 2～第 4 実施例に示された構成を有するレーダ装置 2a～2e にも適用可能である。以上、本発明のいくつかの実施例について説明したが、本発明は上記実施例に限定されるものではなく、様々な態様にて実施することが可能である。

【0115】例えば、上記実施例では、各受信チャネル毎に単一のビート信号を発生させ、信号処理部 8 に供給するようにされており、複素FFTを行う際に、信号処理部 8 内で直交変換などを行うことにより実数部と虚数部とに分解しているのであるが、受信信号を直交変換し、実数部と虚数部とに分解したものを受信スイッチで多重化して信号処理部 8 に供給するように構成してもよい。

【0116】また、上記実施例では、受信スイッチ 24 の具体的な形状を特に規定していないが、例えば図 14 (a) に示すように、それぞれが受信アンテナ 20 に接続される入力端子毎に、高周波スイッチを設け、その出力側を共通に接続することにより構成することができる。なお、高周波スイッチは、例えば、PIN ダイオードやトランジスタを用いて構成され、マイクロ波やミリ波のオン/オフ制御に用いられる周知のものを転用すればよい。

【0117】そして、受信器 22 に接続される出力端子は、各高周波スイッチを共通に接続する信号線のほぼ中央部、即ち、8 チャネル分の高周波スイッチを有する場合は 4 番目と 5 番目のチャネルの間から取り出すように配置する。このように構成された受信スイッチ 24 では、中央部のチャネルから入力された信号ほど、入力端子 (受信アンテナ 20) から出力端子 (受信器 22) までの伝搬経路が短く、即ち損失が小さくなる。このため、この受信スイッチ 24 を介して、受信器 22 に伝搬される各受信チャネル $ch1 \sim 8$ の受信信号 S_r の信号強度は、図 14 (c) に示すように、中央部のチャネルほど大きくなり、端部のチャネルほど小さくなる。

【0118】このような受信信号 S_r に基づき生成されたビート信号 B のサンプリング値は、フーリエ変換の際に行う窓関数を掛ける処理が既に行われていることに相

当するため、信号処理部 8 での演算量を軽減できる。なお、第 4 実施例のように、受信部 6 b が 2 つの受信ブロックに分割され、2 つの受信スイッチ 24 a, 24 b を有する場合には、図 14 (b) に示すように、各受信スイッチ 24 a, 24 b の出力端子は、互いに他のスイッチと隣接する側の端部から取り出すように配置することにより、図 14 (c) に示すような、受信信号の信号強度の分布を実現することができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】 第 1 実施例のレーダ装置の構成を表すブロック図である。

【図 2】 送信及び受信アンテナのビーム幅の設定を表す説明図である。

【図 3】 受信スイッチの切替タイミングを表す説明図である。

【図 4】 信号処理部に供給されるビート信号の波形図である。

【図 5】 信号処理部にて実行される障害物情報検出処理の内容を表すフローチャートである。

【図 6】 受信スイッチの他の切替タイミングを表す説明図である。

【図 7】 第 2 実施例のレーダ装置の構成を表すブロック図である。

【図 8】 第 2 実施例における送信及び受信アンテナのビーム幅の設定を表す説明図である。

【図 9】 第 3 実施例のレーダ装置の構成を表すブロック図である。

【図 10】 第 3 実施例の変形例の構成を表すブロック

図である。

【図 11】 第 4 実施例のレーダ装置の構成を表すブロック図である。

【図 12】 第 4 実施例の変形例の構成を表すブロック図である。

【図 13】 第 5 実施例における障害物情報検出処理の内容を表すフローチャートである。

【図 14】 受信スイッチの構成及びその作用を表す説明図である。

【図 15】 位相差に基づく方位検出の原理を表す説明図である。

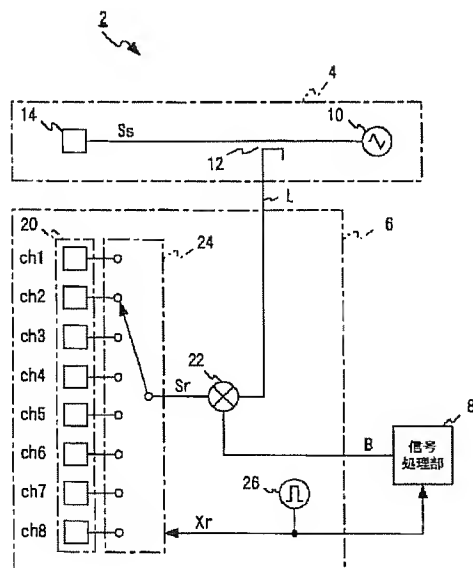
【図 16】 受信スイッチを用いた場合に生じる問題点を示す説明図である。

【図 17】 FMCW レーダの基本原理を表す説明図である。

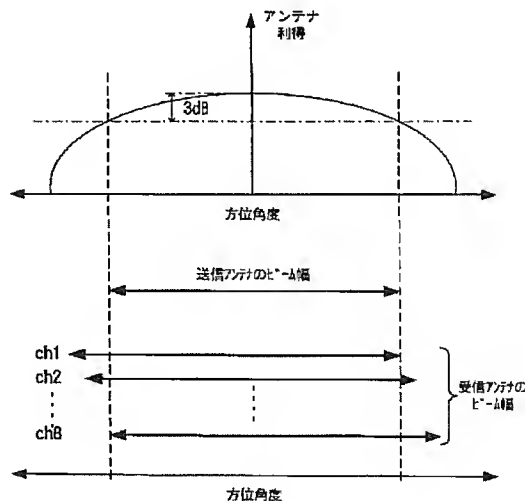
【符号の説明】

2, 2 a ~ 2 e …レーダ装置 4, 4 a …送信部
6, 6 a, 6 b …受信部 8, 8 a, 8 b …信号処理部
10 …送信器 12 …分配器 14, 14 a …送信アンテナ
16 …送信スイッチ 20, 20 a, 20 b …受信アンテナ
22, 22 a, 22 b …受信器 24, 24 a, 24 b …受信スイッチ
26 …選択信号生成器 28 …信号生成器
30, 30 a, 30 b …分離スイッチ

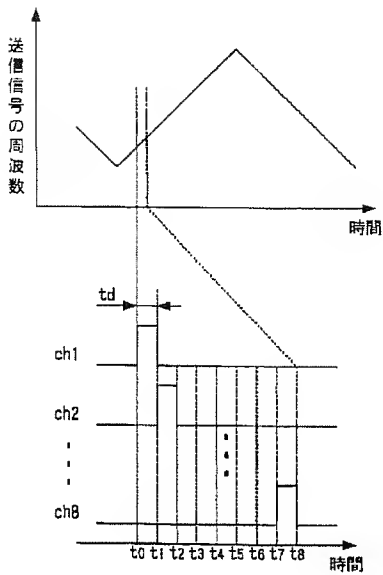
【図 1】



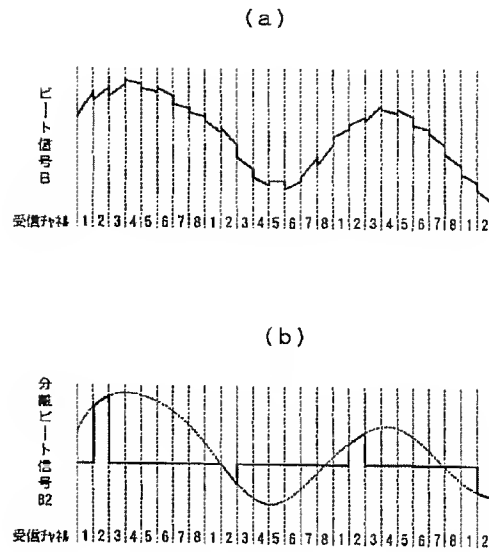
【図 2】



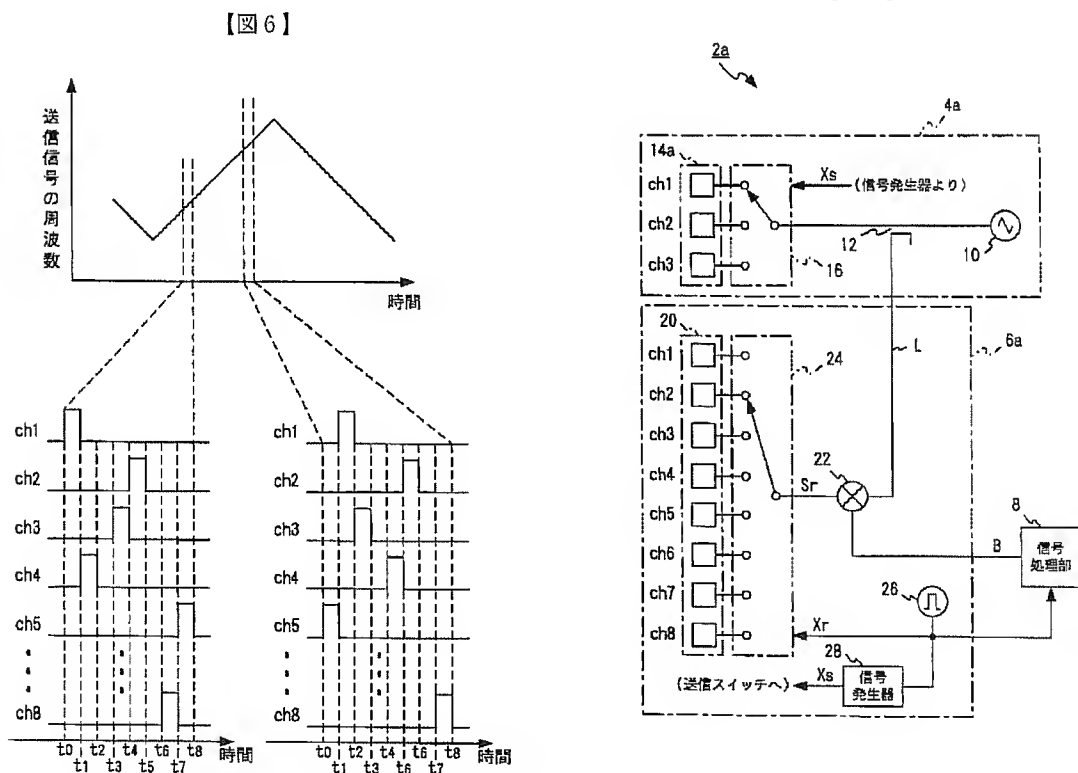
【図3】



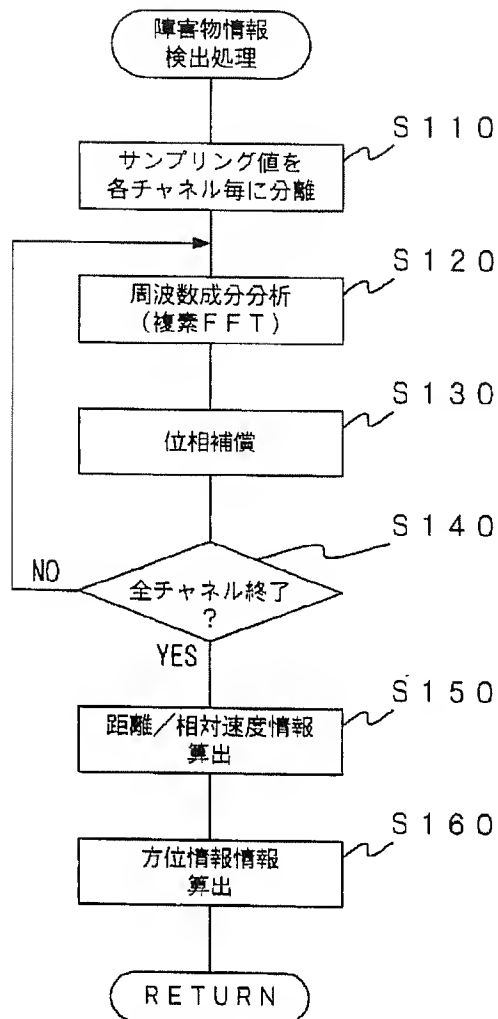
【図4】



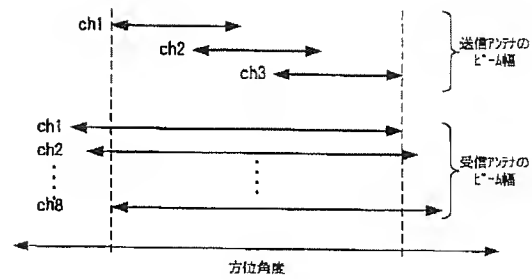
【図7】



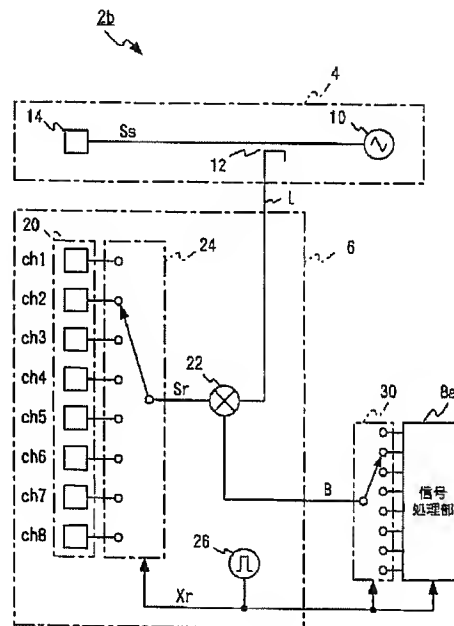
【図5】



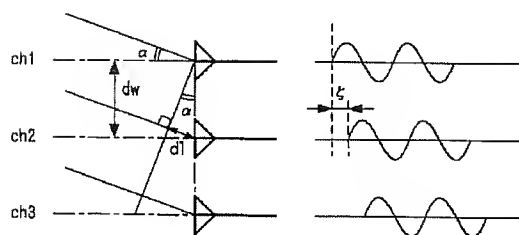
【図8】



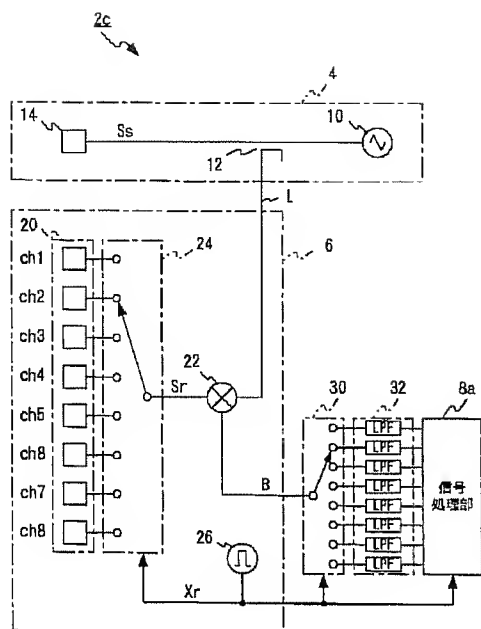
【図9】



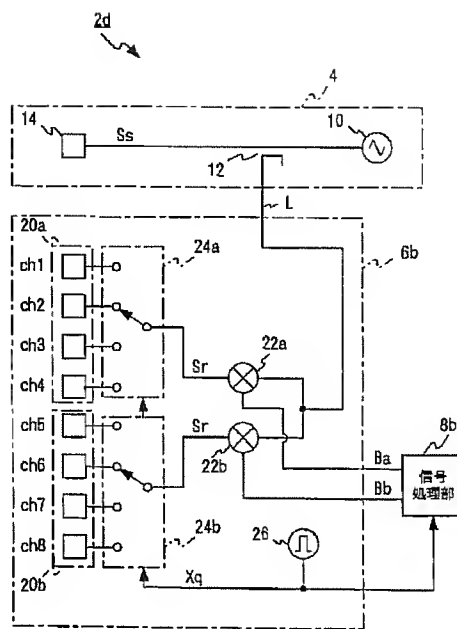
【図15】



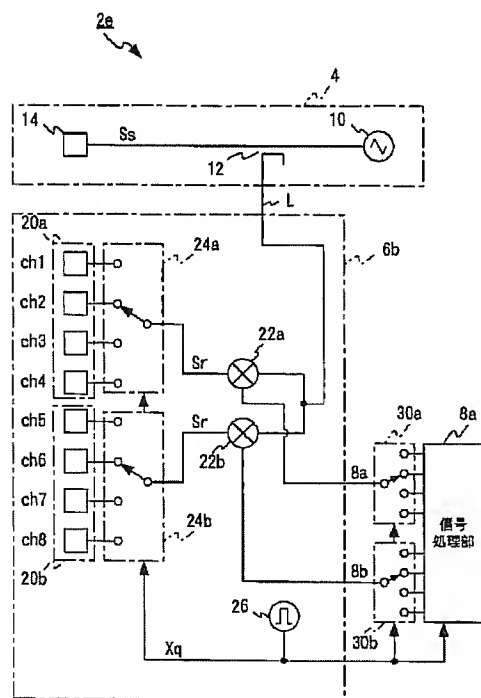
【図10】



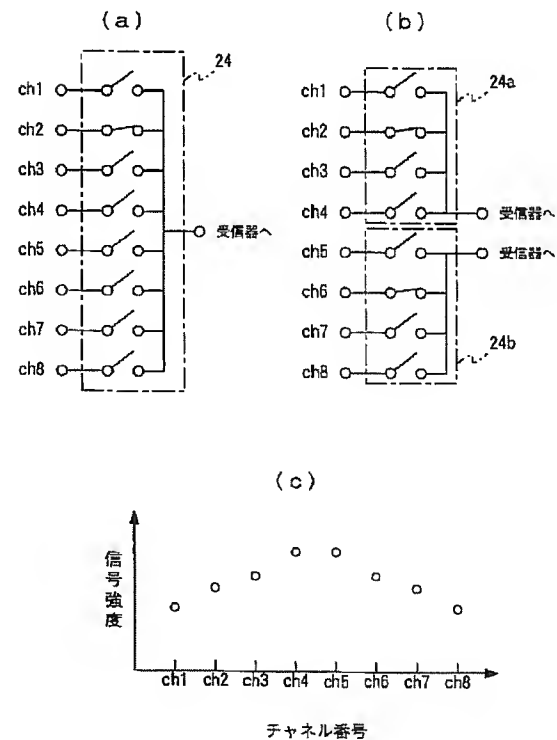
【図11】



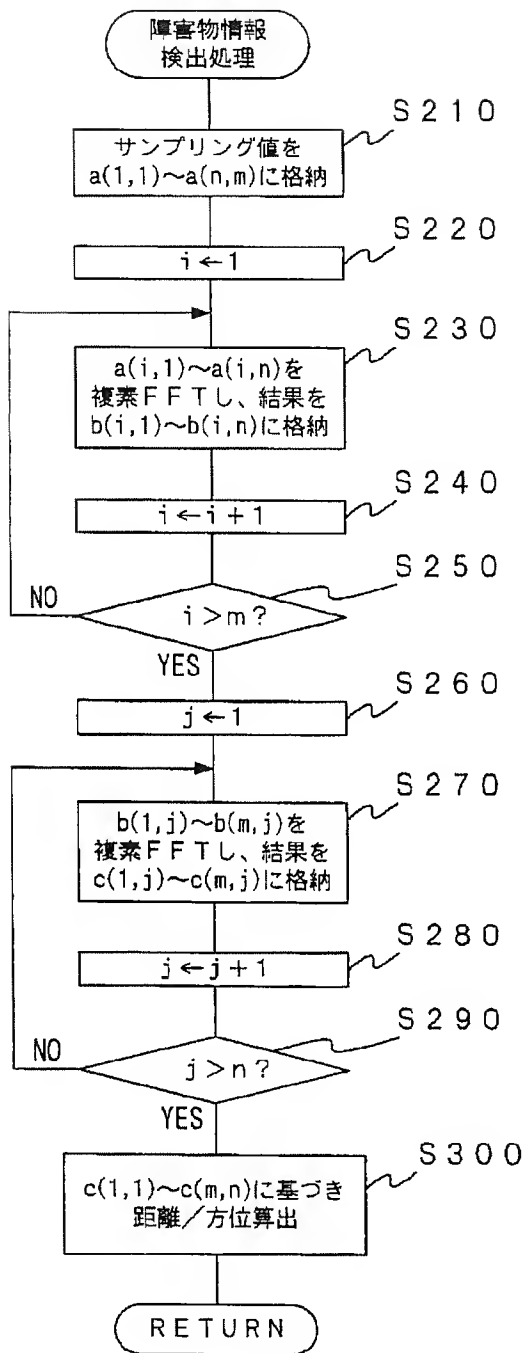
【図12】



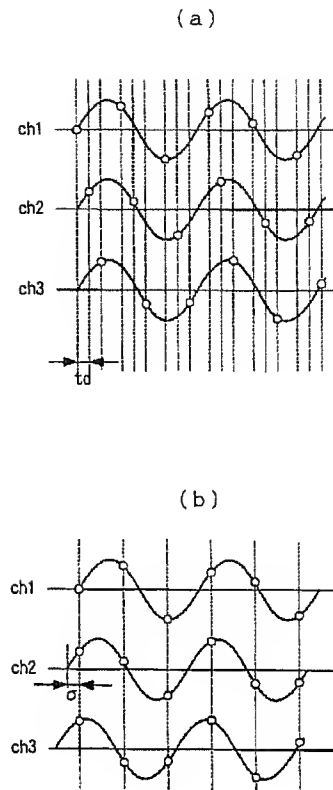
【図14】



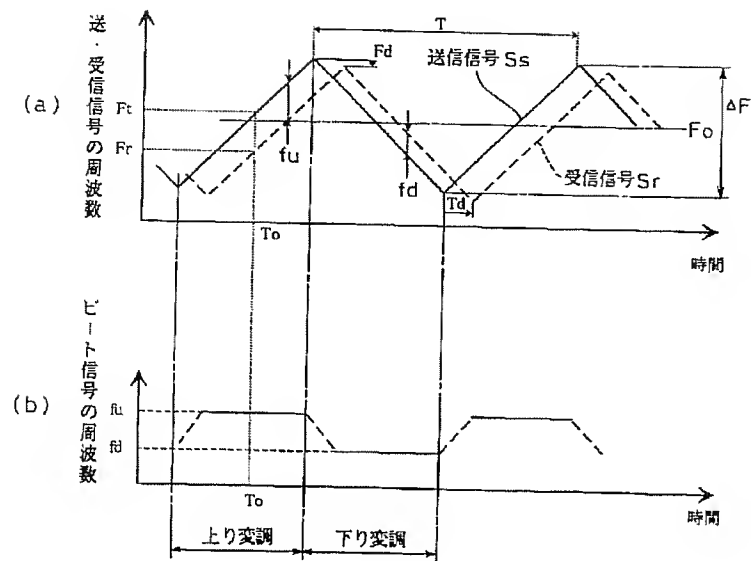
【図13】



【図16】



【図 17】



フロントページの続き

F ターム(参考) 5J070 AB19 AB24 AC02 AC06 AC13
 AD05 AD06 AD09 AE01 AE20
 AF03 AH25 AH31 AH33 AH34
 AH35 AH39 AH50 AJ10 AK04
 AK22 AK27 AK28 BA01 BF02
 BF03 BF04 BF10